

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-018345
 (43)Date of publication of application : 19.01.1996

(51)Int.CI. H03D 3/06

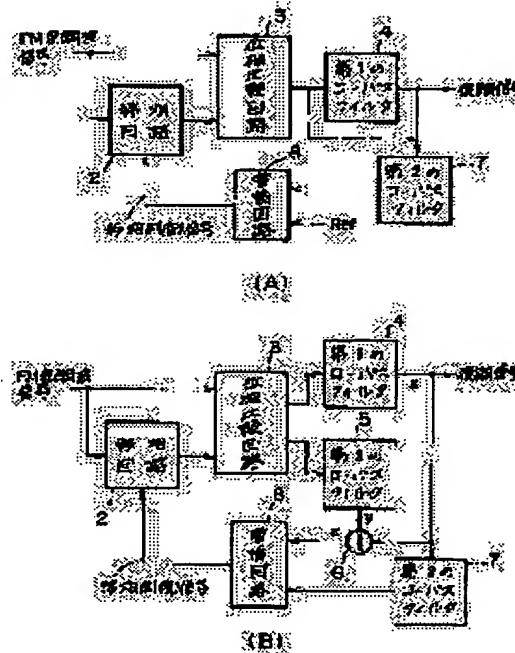
(21)Application number : 06-152242 (71)Applicant : FUJITSU LTD
 (22)Date of filing : 04.07.1994 (72)Inventor : HIRAKI KENJI

(54) QUADRATURE DEMODULATION CIRCUIT

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide the quadrature demodulation circuit where optimum and stable demodulation characteristics are always obtained.

CONSTITUTION: An input FM modulated wave signal has the phase shifted by a phase shift circuit 2, and the output and the input FM modulated wave signal are compared with each other by a phase comparison circuit 3. The output is smoothed by a low pass filter 4 to generate a demodulated signal. A low pass filter 7 smooths the output of the low pass filter 4 to output an average demodulated signal. The average demodulated signal level at the time when the extent of phase shift of the phase shift circuit 2 is 90° in the case of the input FM modulated wave having a center frequency f_0 is denoted as Ref. An amplification circuit 8 compares the prescribed value Ref and the average demodulated signal with each other, and the phase shift circuit 2 is so adjusted that the difference is 0. Since the phase comparison circuit 3 generates first and second phase difference detection signals which have opposite characteristics so as to be symmetrical with a prescribed level as the reference when the phase difference between both signals is 90° , these generated signals are averaged by an average circuit 6, and the output of this circuit 6 is used as the reference level Ref of the amplification circuit 8.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-18345

(43)公開日 平成8年(1996)1月19日

(51)Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 03 D 3/06

B

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平6-152242

(22)出願日 平成6年(1994)7月4日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 平木 賢治

宮城県仙台市青葉区一番町1丁目2番25号

富士通東北ディジタル・テクノロジ株式
会社内

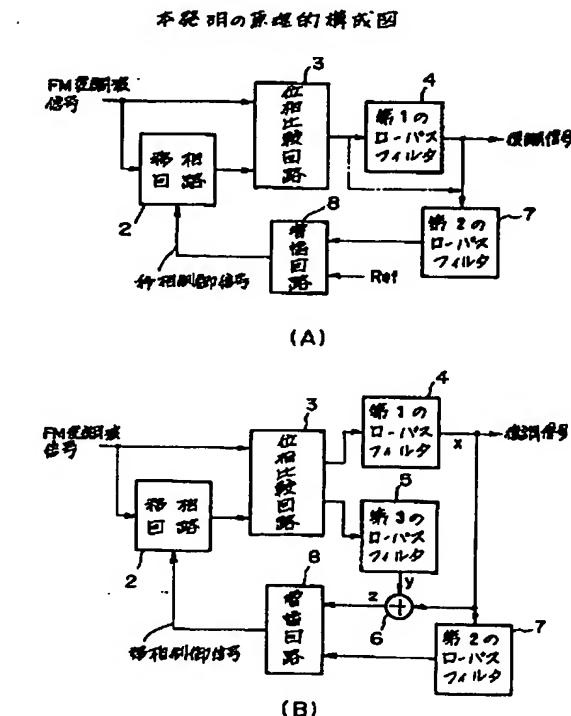
(74)代理人 弁理士 井桁 貞一

(54)【発明の名称】 クオドラチャ復調回路

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 常に最適で安定な復調特性が得られるクオドラチャ復調回路を提供する。

【構成】 入力のFM変調波信号を移相回路2で移相し、その出力と入力のFM変調波信号を位相比較回路3で比較する。更にローパスフィルタ4により平滑化して復調信号を形成する。ローパスフィルタ7はローパスフィルタ4の出力を平滑化して平均復調信号を出力する。今、入力のFM変調波が中心周波数 f_0 の時に移相回路2の移相量が 90° となる時の平均復調信号レベルを R_{ef} とする。増幅回路8は所定値 Ref と平均復調信号とを比較し、その差がゼロとなるように移相回路2を調整する。(B) 図の位相比較回路3は両信号間の位相差が 90° の時に所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の第1及び第2の位相差検出信号を形成するので、これらを平均回路6で平均化して、増幅回路8の基準レベル R_{ef} として使用する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力のFM変調波信号を移相する移相回路(2)であって、移相制御信号により移相量を可変なものと、

入力のFM変調波信号と移相回路(2)の出力を比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負対称となるような位相差検出信号を形成する位相比較回路(3)と、

位相比較回路(3)の出力を平滑化して復調信号を形成する第1のローパスフィルタ(4)と、

位相比較回路(3)又は第1のローパスフィルタ(4)の出力を平滑化する第2のローパスフィルタ(7)であって、第1のローパスフィルタ(4)よりも時定数が長いものと、

第2のローパスフィルタ(7)の出力と所定値とを比較し、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する増幅回路(8)とを備えることを特徴とするクオドラチャ復調回路。

【請求項2】 入力のFM変調波信号を移相する移相回路(2)であって、移相制御信号により移相量を可変なものと、

入力のFM変調波信号と移相回路(2)の出力を比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の第1及び第2の位相差検出信号を形成する位相比較回路(3)と、

第1の位相差検出信号を平滑化して復調信号を形成する第1のローパスフィルタ(4)と、

第1のローパスフィルタ(4)の出力を平滑化する第2のローパスフィルタ(7)と、

第2の位相差検出信号を平滑化する第3のローパスフィルタ(5)であって、第1のローパスフィルタ(4)と同一のフィルタ特性を有するものと、

第1及び第3のローパスフィルタ(4, 5)の各出力の加算平均を求める平均回路(6)と、

第2のローパスフィルタ(7)の出力と平均回路(6)の出力を比較し、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する増幅回路(8)とを備えることを特徴とするクオドラチャ復調回路。

【請求項3】 移相回路(2)は移相制御信号により容量を可変な可変容量素子を備えることを特徴とする請求項1又は2のクオドラチャ復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はクオドラチャ復調回路に関し、更に詳しくはFM変調波信号を変調周波数に応じた信号に復調するクオドラチャ復調回路に関する。クオドラチャ復調回路はFM受信機等に用いられる。

【0002】

【従来の技術】 図4は従来のクオドラチャ復調回路を説

明する図である。図4の(A)において、12はLCによる移相回路、13は乗算回路(位相比較回路)、14はローパスフィルタ(LPF)である。移相回路12の移相量は入力のFM変調波①が所定の中心周波数 f_0 の時にその出力信号②との位相差が $\pi/2$ (90°)となるように予め調整(同調)されている。以下、復調動作を説明する。

【0003】 図4の(B)はFM変調波①の周波数が f_0 の場合を示している。移相回路12は入力のFM変調波①を移相し、この場合の入出力信号①、②間の位相差 ϕ は $\phi=\pi/2$ となる。乗算回路13は信号①、②を乗算(比較)し、 $\phi=\pi/2$ の場合は所定レベルを基準として正負対称となるような位相差検出信号③を形成する。ローパスフィルタ14は位相差検出信号③を平滑化して復調信号④を形成する。そして、この場合の復調電圧は所定レベル(この例では直流バイアス電圧VB)と略一致する。

【0004】 図4の(C)はFM変調波①の周波数が f_0 より高い場合を示しており、この場合の入出力信号①、②間の位相差 ϕ は $\phi < \pi/2$ となる。このため乗算結果の位相差検出信号③は正の成分が多くなり、その復調信号④は所定レベルよりも高くなる。図4の(D)はFM変調波①の周波数が f_0 より低い場合を示しており、この場合の入出力信号①、②間の位相差 ϕ は $\phi > \pi/2$ となる。このため乗算結果の位相差検出信号③は負の成分が多くなり、その復調信号④は所定レベルよりも低くなる。

【0005】 こうして、FM変調波①の周波数が f_0 の時の復調電圧を所定レベルとなし、 f_0 からの周波数偏移に比例した復調電圧④が得られる。図5は従来技術の問題点を説明する図である。図5の(A)は従来のクオドラチャ復調回路の復調特性(入力周波数F対復調電圧V)を示しており、FM変調波の中心周波数 f_0 と移相回路12の同調周波数とが一致している場合(即ち、 f_0 の時 $\phi=\pi/2$ の場合)の復調特性Aを示している。

【0006】 復調特性AはFM変調波が f_0 の所で傾きが最大、かつ直線性が最良となっており、この点の復調電圧Vは所定レベルである。FM変調波の周波数Fが f_0 を中心にして変化すると、これに応じて復調信号Vは所定レベルを中心にして変化し、この時の復調レベル及び復調歪率は共に最適の状態にある。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 しかし、周囲温度等の変動により移相回路12の同調周波数とFM変調波の中心周波数 f_0 とがずれる場合がある。実際には f_0 がずれる場合も、同調周波数がずれる場合もある。図5の(B)は同調周波数が f_0 よりも低い方にずれた場合の復調特性Bを示しており、図5の(C)は同調周波数が f_0 よりも高い方にずれた場合の復調特性Cを示している。いずれの場合もFM変調波が f_0 の時に $\phi=\pi/2$

の関係とはならず、その結果復調レベルが上／下にずれる。また復調信号も上／下に歪み、復調歪率は劣化してしまう。

【0008】従来は、可変インダクタ又は可変コンデンサC₂を用いて手作業により同調周波数の調整を行っていた。このため、調整作業に大変手間がかかるという問題があった。本発明の目的は、常に最適で安定な復調特性が得られるクオドラチャ復調回路を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記の課題は図1の(A)の構成により解決される。即ち、本発明(1)のクオドラチャ復調回路は、入力のFM変調波信号を移相する移相回路2であって、移相制御信号により移相量を可変なものと、入力のFM変調波信号と移相回路2の出力とを比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負対称となるような位相差検出信号を形成する位相比較回路3と、位相比較回路3の出力を平滑化して復調信号を形成する第1のローパスフィルタ4と、位相比較回路3又は第1のローパスフィルタ4の出力を平滑化する第2のローパスフィルタ7であって、第1のローパスフィルタ4よりも時定数が長いものと、第2のローパスフィルタ7の出力と所定値とを比較し、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する増幅回路8とを備える。

【0010】また上記の課題は図1の(B)の構成により解決される。即ち、本発明(2)のクオドラチャ復調回路は、入力のFM変調波信号を移相する移相回路2であって、移相制御信号により移相量を可変なものと、入力のFM変調波信号と移相回路2の出力とを比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の第1及び第2の位相差検出信号を形成する位相比較回路3と、第1の位相差検出信号を平滑化して復調信号を形成する第1のローパスフィルタ4と、第1のローパスフィルタ4の出力を平滑化する第2のローパスフィルタ7と、第2の位相差検出信号を平滑化する第3のローパスフィルタ5であって、第1のローパスフィルタ4と同一のフィルタ特性を有するものと、第1及び第3のローパスフィルタ4、5の各出力の加算平均を求める平均回路6と、第2のローパスフィルタ7の出力と平均回路6の出力とを比較し、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する増幅回路8とを備える。

【0011】

【作用】図1の(A)の本発明(1)のクオドラチャ復調回路において、移相回路2は入力のFM変調波信号を移相すると共に、その移相量は移相制御信号により可変となっている。位相比較回路3は入力のFM変調波信号と移相回路2の出力とを比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負

対称となるような位相差検出信号を形成する。そして、第1のローパスフィルタ4は位相比較回路3の出力を平滑化してFM変調信号の復調信号を形成する。

【0012】一方、第2のローパスフィルタ7は、第1のローパスフィルタ4よりも長い時定数を有しており、これによって位相比較回路3又は第1のローパスフィルタ4の出力を平滑化する。従って、第2のローパスフィルタ7の出力には復調信号の所定区間における平均値が得られる。ここで、入力のFM変調波の周波数fがその中心周波数f₀を中心にして統計的に対称に変化するとすると、その復調信号も所定レベルを中心にして統計的に対称に変化する。従って、第2のローパスフィルタ7の時定数を十分に長くしておけば、その出力の復調信号の平均値は常に入力のFM変調波がf₀にある時の復調レベル(所定レベル)と略等しい。

【0013】そこで、この場合は入力のFM変調波がf₀の時の復調レベルと等しくなるような所定値R_{ref}を予め設定しておき、増幅回路8は第2のローパスフィルタ7の出力と所定値R_{ref}とを比較することにより、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する。従って、本発明(1)によれば、入力のFM変調波のf₀と移相回路2の同調周波数との間にずれが無い時、即ち、入力のFM変調波がf₀である時の移相回路2の移相量が90°又はその奇数倍である時は、第2のローパスフィルタ7の出力は所定値R_{ref}と略一致し、従って増幅回路8の移相制御信号は0(所定値)である。

【0014】しかし、入力のFM変調波がf₀である時の移相回路2の移相量が90°又はその奇数倍よりずれると、これに応じて第2のローパスフィルタ7の出力は所定値R_{ref}から外れる。その結果、増幅回路8はその差をゼロとするような方向の移相制御信号を形成し、これにより移相回路2の移相量は、入力のFM変調波がf₀である時の移相量が90°又はその奇数倍となるように変化する。かくして、本発明(1)によれば常に最適で安定な復調特性が得られる。

【0015】図1の(B)の本発明(2)のクオドラチャ復調回路において、移相回路2は入力のFM変調波信号を移相すると共に、その移相量は移相制御信号により可変となっている。位相比較回路3は入力のFM変調波信号と移相回路2の出力とを比較し、両信号間の位相差が90°又はその奇数倍の時に所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の第1及び第2の位相差検出信号を形成する。そして、第1のローパスフィルタ4は第1の位相差検出信号を平滑化してFM変調信号の復調信号を形成する。また第1のローパスフィルタ4と同一のフィルタ特性を有する第3のローパスフィルタ5は第2の位相差検出信号を平滑化する。そして、平均回路6は第1及び第3のローパスフィルタ4、5の各出力の加算平均を求める。

【0016】今、入力のFM変調波が f_0 で、その時の移相回路2の移相量が 90° 又はその奇数倍であれば、位相比較回路3は所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の第1及び第2の位相差検出信号を形成する。この場合は、第1及び第3のローパスフィルタ4、5の各出力 x 、 y は互いに等しく、平均回路6の出力 z は $z = (x + y) / 2 = x$ （所定値 R_{ref} に相当）である。

【0017】また入力のFM変調波が f_0 で、その時の移相回路2の移相量が 90° 又はその奇数倍よりずれると、この場合の第1及び第3のローパスフィルタ4、5の各出力 x 、 y は互いに等しくなく、所定値 $x = R_{\text{ref}}$ を中心にして $x + \Delta x$ 、 $y - \Delta y$ 又は $x - \Delta x$ 、 $y + \Delta y$ （但し、 $y = x$ 、 $\Delta y = \Delta x$ ）だけ変移する。しかし、平均回路6の出力 z は $z = (x + \Delta x + y - \Delta y) / 2$ 又は $(x - \Delta x + y + \Delta y) / 2$ であり、いずれの場合も $z = x$ となり所定値 R_{ref} に等しい。即ち、平均回路6は移相回路2の移相量のずれの有無に係わらず復調特性の基準となるような基準レベル R_{ref} を常に自ら生成し、保持している。

【0018】一方、第2のローパスフィルタ7は第1のローパスフィルタ4の出力を平滑化する。従って、第2のローパスフィルタ7の出力には復調信号の所定区間ににおける平均値が得られる。そして、增幅回路8は第2のローパスフィルタ7の出力と平均回路6の出力を比較し、その差をゼロとするような方向の前記移相制御信号を形成する。

【0019】従って、本発明（2）によれば、入力のFM変調波が f_0 である時の移相回路2の移相量が 90° 又はその奇数倍である時は、第2のローパスフィルタ7の出力は平均回路6の出力と一致し、従って增幅回路8の移相制御信号は0（所定値）である。しかし、入力のFM変調波が f_0 である時の移相回路2の移相量が 90° 又はその奇数倍よりずれると、これに応じて第2のローパスフィルタ7の出力は平均回路6の出力から外れる。その結果、增幅回路8はその差をゼロとするような方向の移相制御信号を形成し、これにより移相回路2の移相量は、入力のFM変調波が f_0 である時の移相量が 90° 又はその奇数倍となるように変化する。

【0020】かくして、本発明（2）によれば常に最適で安定な復調特性が得られる。しかも、基準レベル R_{ref} を外部から設定する必要は無く、このような復調回路を構成すれば、基準レベル R_{ref} は平均回路6の出力として自動的に定まる。そして、これに応じて移相回路2は入力のFM変調波が f_0 である時にその移相量が 90° 又はその奇数倍となるように自動的に調整される。

【0021】また好ましくは、移相回路2は移相制御信号により容量を可変な可変容量素子を備える。

【0022】

【実施例】以下、添付図面に従って本発明による実施例

を詳細に説明する。なお、全図を通して同一符号は同一又は相当部分を示すものとする。図2は実施例のクオドラチャ復調回路を示す図で、図において、1はリミッタアンプ（LA）、2はLCによる移相回路、VCは可変容量ダイオード（VC：バリキャップ）、3は差動電流出力型の乗算回路（位相比較回路）、Aは平衡出力回路、4、5は共にFM変調信号の帯域を通過させる同一フィルタ特性のローパスフィルタ（LPF）、6は平均回路、7はフィルタ4、5より時定数の長いローパスフィルタ（LPF）、8は増幅回路である。

【0023】移相回路2の移相量は基本的には入力のFM変調波信号が所定の中心周波数の時にその出力信号との位相差が $\pi/2$ となるように調整（同調）されている。乗算回路3は入力のFM変調波信号と移相回路2の出力を乗算し、両信号間の位相差が 90° の時に所定レベルを基準として正負対称となるような互いに逆特性の位相差検出信号を形成する。これを、以下に具体的に説明する。

【0024】入力のFM変調波信号のレベルに応じてトランジスタQ5、Q6の何れか一方がONし、他方がOFFする。トランジスタQ6がONの時は、更に移相回路2の出力に従ってトランジスタQ4に電流 I_2 が流れ、かつトランジスタQ3に電流 I_1 が流れる。トランジスタQ3の電流 I_1 はカレントミラー回路を構成するトランジスタQ8に同一の電流 I_1 を流し、該電流 I_1 はトランジスタQ11に同一の電流 I_1 を流す。

【0025】一方、トランジスタQ4の電流 I_2 は同じくカレントミラー回路を構成するトランジスタQ9に同一の電流 I_2 を流し、該電流 I_2 はノードaに流れ込む。更に、該ノードaには定電流源の定電流 I_{9C} より分流した電流 I_3 が流入しており、従ってトランジスタQ12に流れる電流は $(I_2 + I_3)$ と表せる。但し、トランジスタQ11、Q12はカレントミラー回路を構成しているので、 $I_1 = (I_2 + I_3)$ の関係がある。従って、ローパスフィルタ4に流入する電流 I_5 は $I_5 = I_{9C} - I_3 = I_{9C} - (I_1 - I_2) = I_{9C} + (I_2 - I_1)$ である。即ち、この電流 I_5 はバイアス電流 I_{9C} と移相回路2の出力に応じた差動出力の項 $(I_2 - I_1)$ との和になっている。

【0026】一方、トランジスタQ4の電流 I_2 はカレントミラー回路を構成するトランジスタQ15に同一の電流 I_2 を流し、該電流 I_2 はトランジスタQ16に同一の電流 I_2 を流す。またトランジスタQ3の電流 I_1 は同じくカレントミラー回路を構成するトランジスタQ14に同一の電流 I_1 を流し、該電流 I_1 はノードbに流れ込む。更に、該ノードbには定電流源の定電流 I_{7C} より分流した電流 I_6 が流入しており、従ってトランジスタQ17に流れる電流は $(I_1 + I_6)$ と表せる。但し、トランジスタQ16、Q17はカレントミラー回路を構成しているので、 $I_2 = (I_1 + I_6)$ の関係がある。従って、

ローパスフィルタ5に入力する電流 I_8 は $I_8 = I_{7C} - I_6 = I_{7C} - (I_2 - I_1) = I_{7C} + (I_1 - I_2)$ である。即ち、この電流 I_8 はバイアス電流 I_{7C} と移相回路2の出力に応じた差動出力の逆数の項 $(I_1 - I_2)$ との和になっている。

【0027】そこで、バイアス電流 $I_{9C} = I_{7C}$ とすると、ローパスフィルタ4には $I_5 = I_{9C} + (I_2 - I_1)$ の電流が流れ、かつローパスフィルタ5には $I_8 = I_{9C} + (I_1 - I_2) = I_{9C} - (I_2 - I_1)$ の電流が流れ。かくして、トランジスタQ6がONの時には、ローパスフィルタ4、5には同一の直流バイアス電流 I_{9C} を中心にして移相回路2の出力に比例した互いに逆特性 $(I_2 - I_1)$ 、 $-(I_2 - I_1)$ の成分を有する位相差検出信号電流 I_5 、 I_8 が同位相で流れ。

【0028】一方、トランジスタQ5がONの時は上記の逆であり、ローパスフィルタ4には $I_5 = I_{9C} - (I_2 - I_1)$ の電流が流れ、かつローパスフィルタ5には $I_8 = I_{9C} + (I_2 - I_1)$ の電流が流れ。即ち、トランジスタQ5がONの時には、LPF4、5には同一の直流バイアス電流 I_{9C} を中心にして移相回路2の出力に比例した互いに逆特性 $-(I_2 - I_1)$ 、 $(I_2 - I_1)$ の成分を有する位相差検出信号電流 I_5 、 I_8 が同位相で流れ。

【0029】更に、一例のローパスフィルタ4はエミッタフォロワ型の2次のローパスフィルタより成っており、そのカットオフ周波数 f_C は $f_C = 1 / [2\pi\sqrt{(C_5 C_6 R_3 R_4)}]$ 、 $Q = Q = \sqrt{(C_5 / C_6)} \cdot \sqrt{(R_3 R_4)} / (R_3 + R_4)$ で与えられることが知られている。そこで、所要のFM変調信号（即ち、復調信号）成分のみを通過させるようにローパスフィルタ4のカットオフ周波数 f_C 及び Q を選択する。ローパスフィルタ5のフィルタ特性もローパスフィルタ4と同一を選ぶ。

【0030】平均回路6は不図示のオペアンプを用いた加算平均回路により構成されており、ローパスフィルタ4、5の各出力の加算平均を求める。平均回路6はローパスフィルタ4、5を介して乗算回路3と直流的に結合しているので、平均回路6の出力はこの復調回路の復調特性の基準レベル R_{Ref} を常に正確に表す。またローパスフィルタ4、5の各出力は同相かつ逆特性であるので、平均回路6の出力が変動することは無い。また平均回路6の出力は周囲温度等の変化に対しても安定である。

【0031】一方、ローパスフィルタ7は、直流からFM変調周波数帯域より低い周波数においては通過特性、かつそれより高い周波数では十分な減衰特性をもっており、ローパスフィルタ4の復調出力を平滑化して、平均復調電圧を出力する。そして、增幅回路8はローパスフィルタ7の出力と平均回路6の出力とを比較し、その差をゼロとするような方向の移相制御信号を形成する。

【0032】例えば、この移相制御信号はバリキャップ

VCのアノード側に接続され、バリキャップVCのカソード側はプラスのバイアス電圧 V_B に保たれている。従って、移相制御信号の変化により、バリキャップVCの容量が変化し、移相回路2の移相量が調整される。図3は実施例の復調回路の動作を説明する図である。

【0033】図3の(A)は実施例の復調回路の復調特性（入力周波数 F 対復調電圧 V ）を示しており、FM変調波の中心周波数 f_0 と移相回路2の同調周波数とが一致している場合（即ち、 f_0 の時 $\phi = \pi/2$ の場合）の復調特性A及びその逆特性A'を示している。特性A、A'は入力のFM変調波が f_0 の所で傾き（感度）が最大、かつ直線性が最良となっており、この点における復調電圧 V は所定レベル R_{Ref} である。入力のFM変調波 F が f_0 を中心にして変化すると、ローパスフィルタ4、5の出力 v は所定レベル R_{Ref} を中心にして互いに逆極性で変化し、この時の復調レベル及び復調歪率は共に最適の状態にある。また、この状態ではローパスフィルタ7の出力 e と平均回路6の出力 R_{Ref} とは一致しており、従って増幅回路8の移相制御信号は0（所定値）である。

【0034】しかし、周囲温度等の変動により移相回路2の同調周波数とFM変調波の中心周波数 f_0 とがずれる場合がある。実際上は f_0 がずれる場合も、同調周波数がずれる場合もある。図3の(B)は同調周波数が f_0 よりも低い方にずれた場合の復調特性B、B'を示しており、図3の(C)は同調周波数が f_0 よりも高い方にずれた場合の復調特性C、C'を示している。いずれの場合もFM変調波が f_0 の時に $\phi = \pi/2$ の関係とはならず、その結果復調レベルが上／下にずれる。これに応じて、ローパスフィルタ7の出力 e も上／下にずれる。一方、平均回路6の出力 R_{Ref} は一定に保たれる。そこで、増幅回路8はその差をゼロとするような方向の移相制御信号を形成し、これにより移相回路2の移相量は、入力のFM変調波が f_0 である時の移相量が90°となるように変化する。

【0035】例えば図3の(B)の場合では、 $e > R_{Ref}$ の関係となり、これにより増幅回路8の出力電圧は低くなる。従って、バリキャップVCの負バイアスは強くなり、容量成分が減り、移相回路2の同調周波数は高くなるように動作する。また図3の(C)の場合では、 $e < R_{Ref}$ の関係となり、これにより増幅回路8の出力電圧は高くなる。従って、バリキャップVCの負バイアスは弱くなり、容量成分が増し、移相回路2の同調周波数は低くなるように動作する。こうして、入力のFM変調波が f_0 の時に常に $\phi = \pi/2$ の関係となるように、移相回路2の移相量が自動的に調整される。

【0036】なお、上記のように高い制御精度を要求されない場合もある。この場合は、図2の平均回路6及びローパスフィルタ5に係る部分を省略して、代わりに増幅回路8の入力端子に予め設定した固定の電圧レベル R_{ef} を接続しても良い。こうすれば、復調回路の全体が簡

略化され、かつ移相回路2の移相量は自動的に所望値に調整される。またこの場合のローパスフィルタ7は乗算回路3の出力を直接に平滑化するものでも良い。

【0037】また、上記実施例ではLCによる移相回路2の場合を述べたがこれに限らない。移相回路2は受動素子より成る2次以上のローパスフィルタ又はハイパスフィルタ、或いは能動素子を含む2次以上のアクティブローパスフィルタ又はアクティブハイパスフィルタであっても良い。また、上記実施例では入力のFM変調波が f_0 の時の移相回路2の移相量が90°の場合を述べたがこれに限らない。位相比較回路3は移相回路2の移相量が90°の奇数倍であっても、動作可能である。一方、この場合の移相回路2の周波数変化に対する移相量の変化は一層急峻(高感度)にできる。

【0038】また、上記本発明に好適なる実施例を述べたが、本発明思想を逸脱しない範囲内で、構成及び組み合わせの様々な変更が行えることは言うまでも無い。

【0039】

【発明の効果】以上述べた如く本発明によれば、クオドラチャ復調回路における移相回路の無調整化が可能となる。しかも、常に最適で安定な復調特性が得られる。従

って、クオドラチャ復調回路の生産性、信頼性、保守性が格段に改善される。

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は本発明の原理的構成図である。

【図2】図2は実施例のクオドラチャ復調回路を示す図である。

【図3】図3は実施例の復調回路の動作を説明する図である。

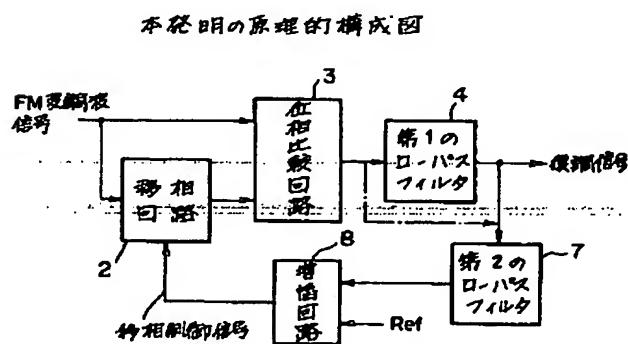
【図4】図4は従来のクオドラチャ復調回路を説明する図である。

【図5】図5は従来技術の問題点を説明する図である。

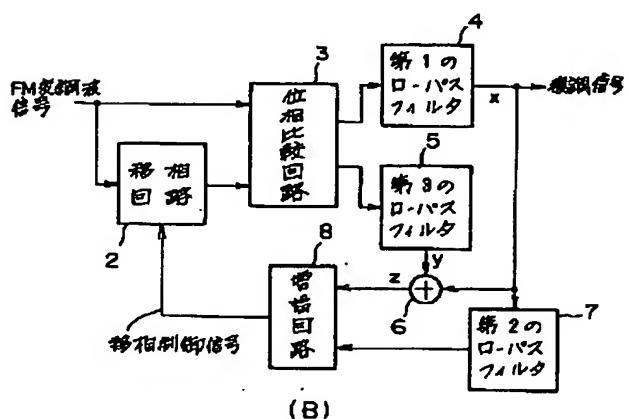
【符号の説明】

- 1 リミッタアンプ
- 2 移相回路
- 3 位相比較回路
- 4 第1のローパスフィルタ
- 5 第3のローパスフィルタ
- 6 平均回路
- 7 第2のローパスフィルタ
- 8 増幅回路

【図1】



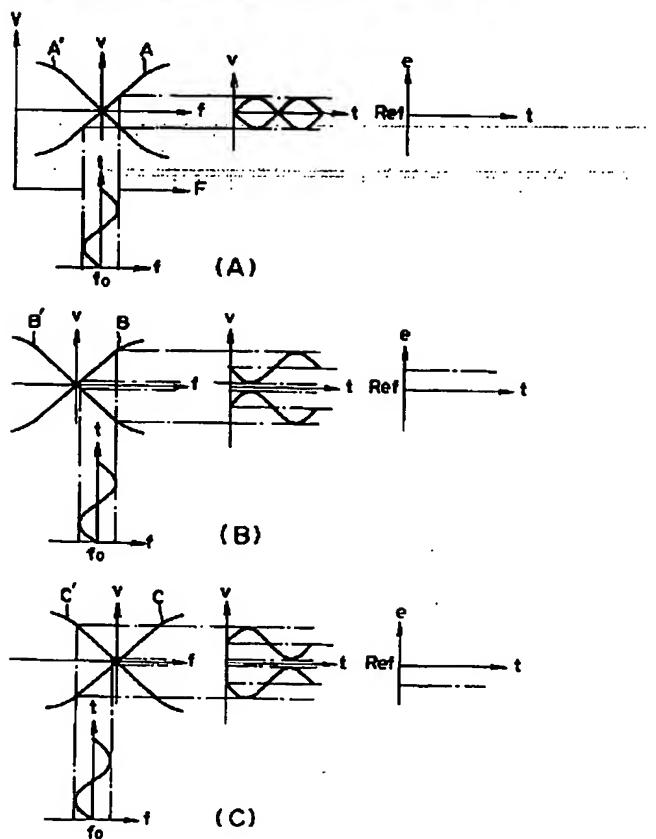
(A)



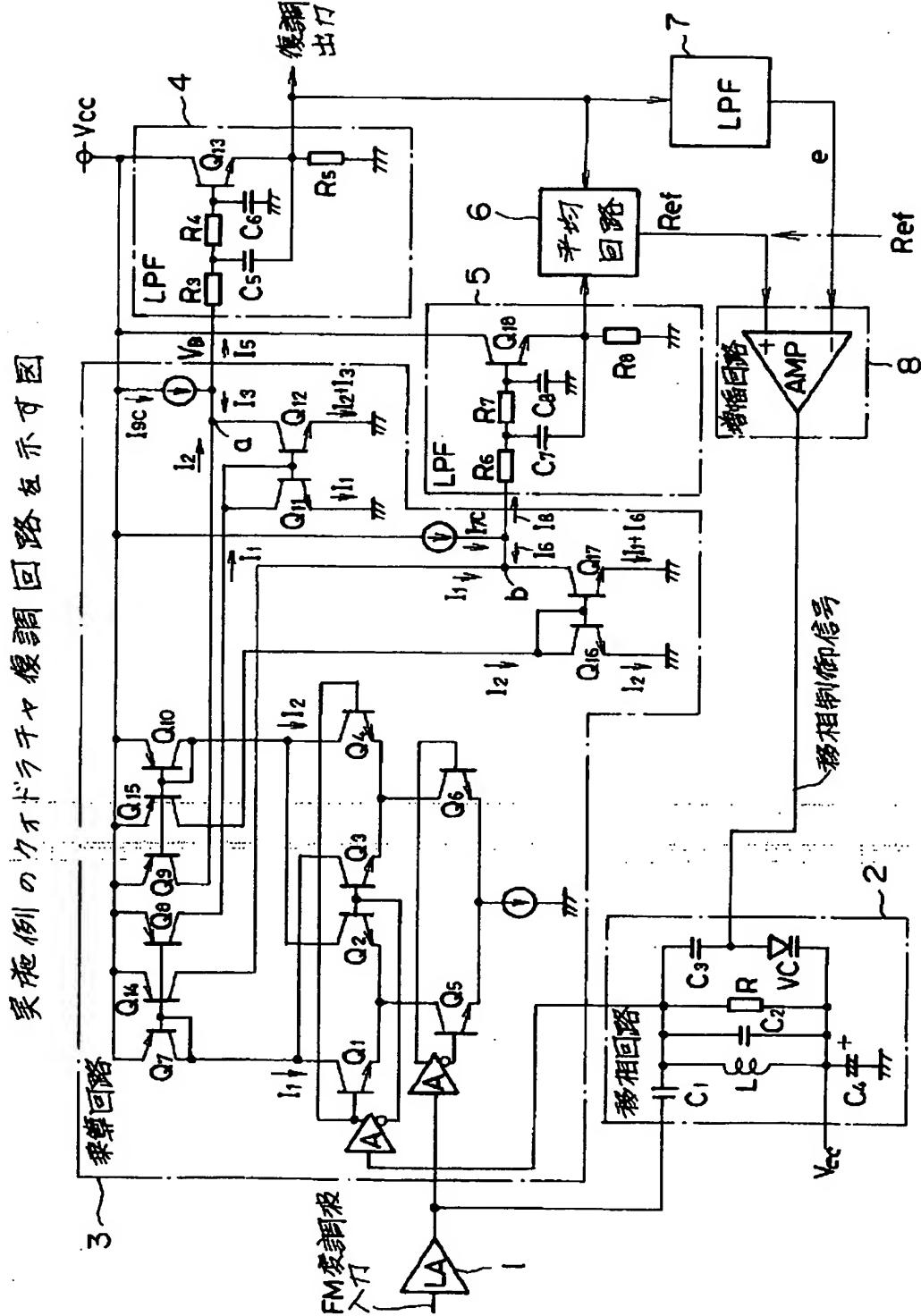
(B)

【図3】

実施例の復調回路の動作を説明する図

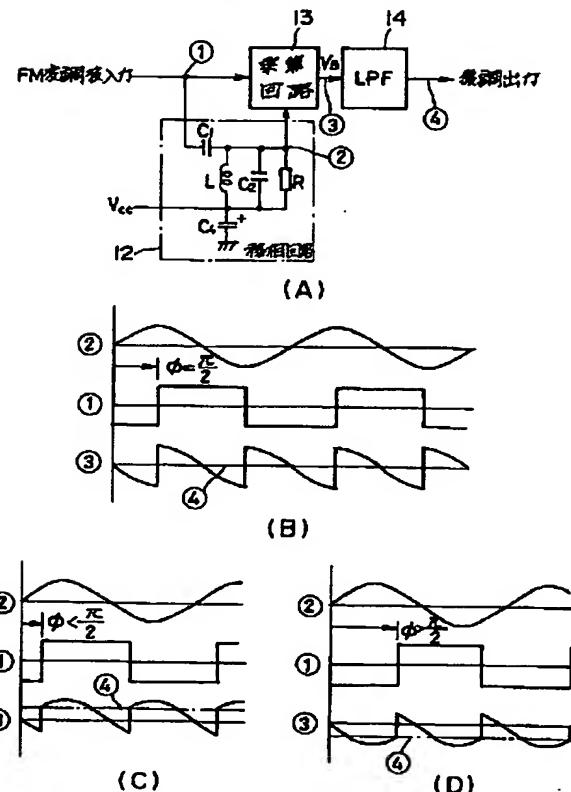


【図2】



〔図4〕

従来のクオドラチャ候選回路を説明する図



[圖 5]

従来技術の問題点を説明する図

